第1章

差動インターフェース活用のメリットを見る

クロストーク・ノイズが抑えられるわけを理解する

小暮裕明

差動伝送のメリットは，不要放射ノイズの放出が少なく，クロストーク・ノイズが低減できることだとよく言われる．ここでは，シングルエンド信号と差動信号の配線を比較することで，クロストークが低減するようすをビジュアルに示す．現象を表示するツールとして電磁界シミュレータを用いる．（編集部）

差動ペア線路は，クロストーク・ノイズの低減に効果があると言われています[(1)]．また，コモン・モード・ノイズがEMI（electro-magnetic interference；電磁波妨害）の一因であるということもよく知られるようになりました．不要放射の実体は，プリント基板から放射される電磁波なので，電磁界シミュレータで差動線路と一般線路を比較すれば，差動インターフェースの有効性が見えてきます．電磁界シミュレータは，マクスウェルの電磁方程式をパソコンで計算することによって，空間の複雑な電磁現象を高い精度で解くソフトウェアです．ここでは簡単な線路モデルを用い，プリント基板の近傍に分布する電界や磁界のようすを調べます．近接線路へのクロストークや，プリント基板から電磁波が放射されるメカニズムを理解します．

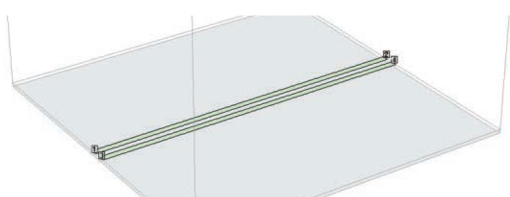


図1　マイクロストリップ線路のモデル

電磁界シミュレータSonnetによるマイクロストリップ線路のモデル．

注1：無償版のSonnet Liteは，本誌2005年7月号のCD-ROMに収録されている．Sonnet技研のWebサイト（http://www.sonnetsoftware.co.jp/）からもダウンロードできる．電磁界シミュレーションの使用事例は，参考文献（3），（6）を参照．

1 差動ペア線路とクロストーク

まず，同じ基板材料を用いた二つの線路について，クロストークを比較してみます．**図1**は電磁界シミュレータSonnet[注1]によるマイクロストリップ線路のモデルです（p.103のコラム「電磁界シミュレータによる線路のモデリング」を参照）．また，**図2**は同じプリント基板におけるスタックト・ペア線路です．

二つの線路は構造が異なるため，クロストーク量を比較する際に何を一致させるか迷いましたが，線間の距離を1mmに固定し，線幅も1mmに固定しました．特性インピーダンスを50Ωにそろえることを優先すると，厚さが異なってしまいます．一方，厚さを固定すれば，こんどは線幅が異なってしまいます．ここでは前者の方法を採用しました．

● Sパラメータによる評価方法

図1や**図2**のようにポート番号を設定したとき，*S*パラメータの結果を調べることで，クロストーク量を直接評価できます[(2)]．

S_{31}はポート1に信号（例えば1V）を与えたときにポート3

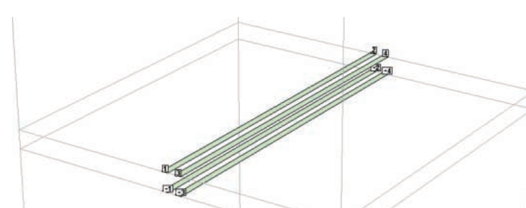
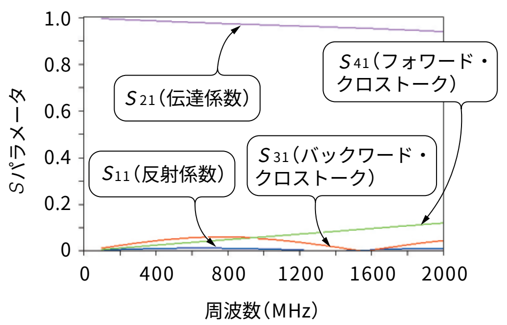


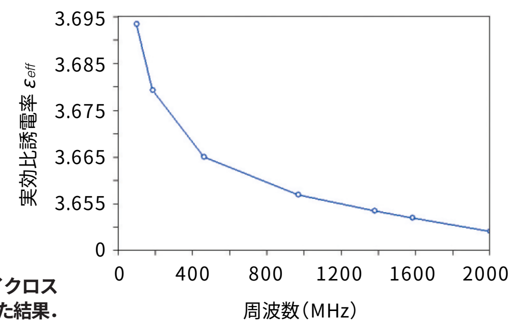
図2　差動ペア線路のモデル

両面基板で互いに逆相の信号ペアを配線したスタックト・ペア線路である．



◀ **図3 Sパラメータの結果**
縦軸はリニア目盛り．入力信号はsin波．図は，数百点のデータを補間した結果で，実際に計算した周波数は8点である．

▶ **図4 実効比誘電率**
Sonnetにより，1本のマイクロストリップ線路モデルから得た結果．



に現れる電圧との比率ですから，バックワード(近端)クロストークを表します．また，S_{41}はポート1とポート4の電圧比ですから，フォワード(遠端)クロストークを表します．

図3はSパラメータの結果です．50Ω線路に設計したので，100MHzから2GHzまでS_{11}(反射係数)は小さい値になっています．また，通過特性を示すS_{21}(伝達係数)は1(100%)から徐々に下がっており，周波数が高くなるとポート2には電圧降下が起きています．これはおもに線路の損失によるもので，電流Iと配線抵抗Rの積の電圧降下(IRドロップ)として知られています[4]．

マイクロストリップ線路の損失は三つの周波数レンジで把握する必要があるという報告[4]があり，**図3**の周波数範囲では，エッジの特異性が現れるにつれて損失はしだいに増加していきます．また，誘電体はtan δによる損失もあり，これらによりS_{21}(伝達係数)は，周波数が高くなるにつれて徐々に小さくなっています．

● クロストーク量の比較

1GHz付近までS_{31}(バックワード・クロストーク)はS_{41}(フォワード・クロストーク)を上回っていますが，2GHzより手前で小さくなっています．S_{11}もこの傾向があります．これは線路の電気長が1/2波長になる周波数に相当しています．

図4は1本のマイクロストリップ線路から得た実効比誘電率ε_{eff}です．波長短縮率は次の式から求められます．

$$\text{波長短縮率}=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad \cdots\cdots(1)$$

線路長は50mmですから，電気長が1/2波長の周波数f_0は，光の速度(3×10^8m/s)と実行比誘電率($\varepsilon_{eff}=3.66$)から以下のように計算されます．

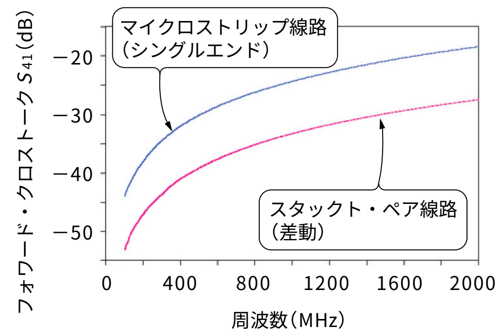


図5 フォワード・クロストークの比較
差動ペア線路(ピンク色)のほうがマイクロストリップ線路(青色)よりも5〜10dB小さい．

$$f_0=\frac{3\times10^8}{2\times50\times10^{-3}\times\sqrt{3.66}}=1.57\ \text{(GHz)} \quad \cdots\cdots(2)$$

線路はこの周波数で1/2波長に相当します．このときポート1では負荷のインピーダンス50Ωが直接見えることになり，無反射状態になります．

一方，S_{41}は周波数が高くなるにつれて単調に増加しています．ここで差動ペア線路の結果と比較してみます．**図5**はS_{41}をdB(デシベル)表示にして，差違をわかりやすくしています．これはフォワード・クロストークの比較です．差動ペア線路(ピンク色)のほうがマイクロストリップ線路(青色)よりも5〜10dB小さいことがわかりました．

● 差動ペア線路でクロストークを低減できるのはなぜ？

図6(a)は電磁界シミュレータのMicro-Stripes注2で，**図1**と同じマイクロストリップ線路の電磁界分布を表示したものです．線路の周りの電界ベクトルを小さい円すい形で表しています．

注2：Micro-Stripes(マイクロストライプス)は，TLM(transmission line modeling)法による3次元電磁界解析ソフトウェア(参考文献(2)，(3))．Micro-StripesのWebサイトは「http://www.microstripes.com/」．

1

信号は左側の線路を伝わっています．共通のグラウンドを介して，右側の線路とグラウンドの間にも，やや強い電界が認められます．また，右側の線路の縁に沿ってやや強い電流が流れているのがわかります．これらがクロストークの発生している状況を示しています．**図6(b)**はポインティング電力(単位$[\mathrm{W/m^2}]$)[注3]の時間平均値をカラー・スケールで表示したものです．

一方，**図7**は差動ペア線路の周りの電界ベクトルです．**図6**と比較すると，右側の線路間の電界は－40dB程度を示しています．マイクロストリップ線路では－30dB～－20dBですから，差動ペア線路に比べて強いことがわかります．

差動ペア線路では，励振している左側の線路間の電界が強く，近接のペア線に結合する電磁界が弱くなっています．

図8(a)は差動ペア線路の周りの磁界ベクトルです．こちらも右側の線路に結合する量はかなり少ないことがわかります．また**図8(b)**は**図6(b)**と同様，電力の時間平均値をカラー・スケールで表示したもので，分布を見やすくするために最小スケールを－60dBにして強調表示しています．

以上から，差動ペア線路は線間に電磁界を集中させる能力に優れ，このことから近接の線路に引き寄せられる電磁エネルギーは，共通グラウンドがあるマイクロストリップ線路よりも少なくなることがわかりました．

注3：ポインティング電力とは，ある領域を囲む表面を通って，その領域内に毎秒流入する電力である．

● マイクロストリップ線路構造の差動ペアの場合

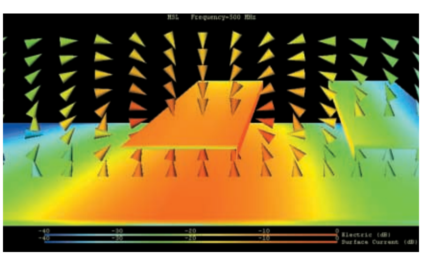
マイクロストリップ線路構造の差動ペア(**図9**)を2組接近させたときのクロストーク量を求めました．**図10**にフォワード・クロストークを示します．**図5**と比較すると，スタックト・ペア線路の場合よりもやや小さくなっていることがわかります．

2 差動ペア線路とコモン・モード・ノイズ

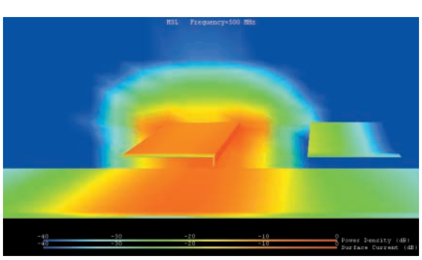
● ノーマル・モード，コモン・モードとノイズの関係

ノーマル・モードを直訳すれば「普通のモード」ですから，一般的な端子による二つの電極間に信号を加えた形態をいいます．ノーマル・モード・ノイズは，このような2本の信号線の間に発生するノイズですから，両線路のノイズ電圧が等しければ，ノイズは負荷側のデバイスに現れないと考えられます．

一方，コモン・モードのコモンは「共通の」という意味で，信号源や電源とグラウンドの間に共通してノイズが乗



(a) 電界ベクトル



(b) 電力の時間平均値

図6　マイクロストリップ線路のシミュレーション結果
Micro-Stripesの結果．(a)では電界ベクトルを小さい円すい形で表示している．(b)では電力の時間平均値をカラー・スケールで表示している．

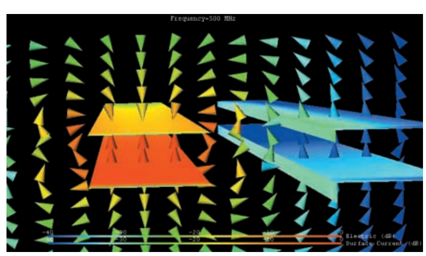
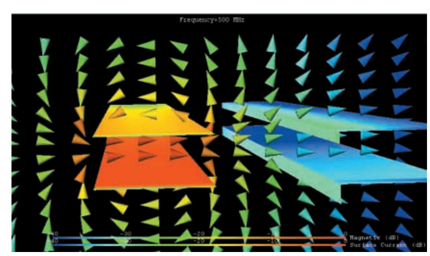
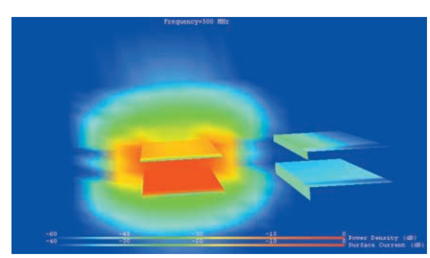


図7　差動ペア線路の周りの電界ベクトル
右側の線路間の電界は－40dB程度を示している．



(a) 磁界ベクトル



(b) 電力の時間平均値

図8　差動ペア線路のシミュレーション結果
(a)は磁界ベクトルを小さい円すい形で表示している．(b)は電力の時間平均値をカラー・スケールで表示している．

れば，コモン・モード・ノイズを発生します．このようにコモン・モードは2本の往復線路とグラウンドの間に共通に加わる形態ですが，両線路のノイズ電圧が等しくない場合，その差分がコモン・モード・ノイズとして現れるとも考えられます．

● 線路の表面電流によりコモン・モードの発生を調べる

図11はマイクロストリップ線路構造の差動伝送路モデルです．

図12は表面電流表示です．ポート1から右側へ同じ距離だけ移動した対向する2点では，電流の値が同じ（向きは

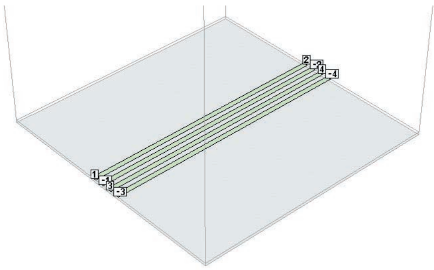
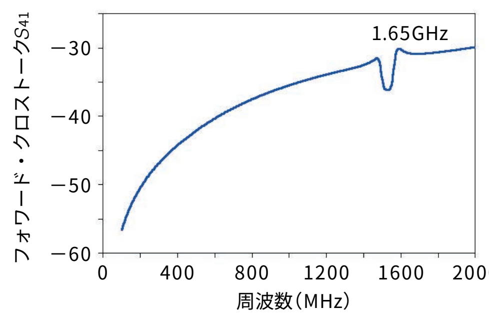


図9　マイクロストリップ線路構造の差動ペア
二つのペア線間の距離は1mm，線幅も1mmである．ポートは100 Ωのブリッジ終端している．



▶ 図10 マイクロストリップ線路構造の差動ペアのフォワード・クロストーク
スタックト・ペア線路の場合よりもやや小さい．

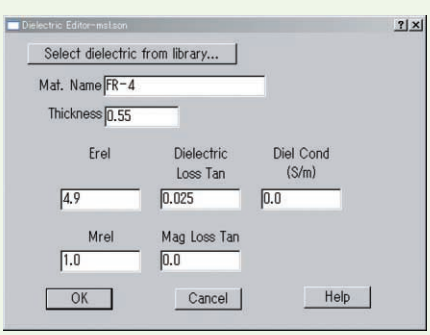
COLUMN　電磁界シミュレータによる線路のモデリング

本文の図1（p.100）で示したマイクロストリップ線路のモデルでは，プリント基板の誘電体材料として，Sonnetに内蔵されているライブラリからFR-4を選び，比誘電率=4.9，tan δ[注A]=0.025の値をそのまま用いました．また，線路の金属は30 μm厚の銅（導電率58,000,000［S/m］）に設定しました（図A-1）．

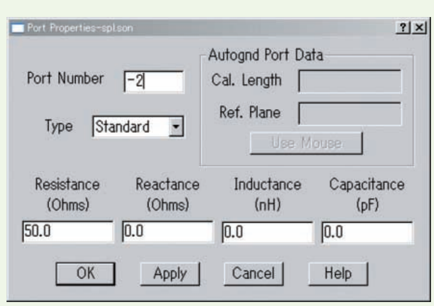
線路の特性インピーダンスを50 Ωにするために，まず1本の線路でモデリングしました．線路幅を1mmに固定して，誘電体厚を変化させたところ，0.55mmでほぼ50 Ωが得られました．次にこの線路を2本，1mm間隔で配置し，近接する線路へ漏れる信号，すなわちクロストークをシミュレーションしました．厳密には線路を接近させると特性インピーダンスも変動しますが，再調整はしていません．

本文の図2（p.100）は同じプリント基板で，差動（ディファレンシャル）ペア線路のモデルです．こちらも50 Ωにするため，まず1本の線路でモデリングし，線路幅を1mm，線間を1mmにして，誘電体厚を0.39mmに設定しました．Sonnetでは差動のポートは，1と−1，2と−2のようなペアで実現します．これは，通常のBoxwallポートを設定した後で，図A-2のようにポートのプロパティを，強制的に−1や−2に書き換えます．

本文の図9（p.103）で示したマイクロストリップ線路構造の差動伝送路モデルでは，線路や誘電体は図1（p.100）をベースにしています．プリント基板からの放射を求めるため，グラウンドをSonnetのBoxの内側に描き，2本の線の端に余計な金属を付けて，ポート1とポート−1を設定しました（図A-3．反対側のポートも同様）．ポートの終端の抵抗値は，Sonnetでは50 Ωがデフォルトです．製品版では終端抵抗値を変えられるので，100 Ωに変更しています．



図A-1　誘電体の設定
「Circuit」→「Dielectric Layers...」で誘電体層を追加し，［Edit］ボタンを押して表示されるダイアログの［Select dielectric from library...］ボタンを押す．次にGlobar Libraryをチェックして，FR-4の特性値を選択して［OK］ボタンを押す．



図A-2　ポートのプロパティ
強制的に−1や−2に書き換える．



図A-3　差動ペア線路のためのポート番号
2本の線の端に余計な金属を付けて，ポート1とポート−1を設定する．

注A：tan δ（誘電正接）は，複素誘電率の虚部の実部に対する比．誘電体中における電気エネルギーの損失（誘電損失）の目安になる量である．

1

逆)になるはずです．線上をマウスでクリックすると，画面の左下に表面電流値が表示されます．この機能を使って得た両電流の差はほとんどゼロになり，ノーマル・モードになっていることがわかりました．

そこで差動伝送路をプリント基板の縁に移動してみました(**図13**)．実際には基板の縁に線路を置くことはありませんが，最悪のケースを想定してみます．電流の差をわかりやすくするために表示スケールの上限を調整したところ，**図14**のように，色の違いがわかる程度に両電流の差が出てきました．**表1**はマウスでクリックした値を読んで作った差分ですが，ほぼ同じ値(0.46A/m)が得られました．

差動信号の終端方式には，ブリッジ終端，シングルエンド終端，最適終端があります．LVDS(low voltage differential signaling)などでは100 Ωの抵抗でブリッジ終端[5]します．このとき，差分はほぼ0.23A/mになりました．

以上の結果から，差動伝送路がプリント基板の中央に位置したときには発生しなかったコモン・モード成分は，線路をプリント基板の縁に置くことで最大値になることがわかりました．

3 基板から電磁波が放射されるメカニズム

図15は，プリント基板の中央にマイクロストリップ線路構造の差動伝送路を置いたときの電界強度を，カラー・スケールで表示したものです．線路から空間へ向かってわずかに離れただけで，電界は急に弱くなることがわかります．空間へ放射される電磁波はほとんど認められません．

● 3m先で観測される電界

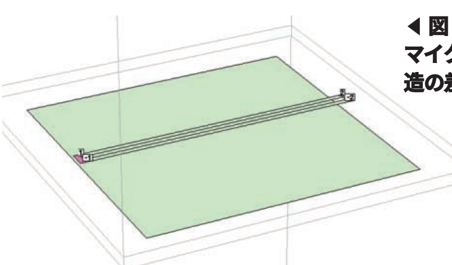
図16はSonnetの3m先の電界を求める機能で得たデータをもとに，差動伝送路がプリント基板の中央にあるモデルとプリント基板の縁にあるモデルの結果を比較グラフに再編集したものです．ほとんどの周波数範囲で，線路がプリント基板の縁にある場合に電界が強くなっています．

放射の主因をコモン・モード成分と考え，これをダイポール・アンテナ相当とすれば3m先は遠方界です．この領域では空間へ旅立つ電磁波が伝搬[6]していますから，**図16**は不要放射と考えられます．

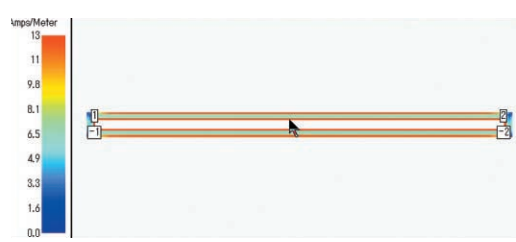
そもそも放射は，**図17**のような微小ダイポールの電荷が励振されることに起因しています．線路の導体を微小部分に分けると，線路に流れる電流Iは，全電荷Qの時間変化として次のように表されます．

$$I = \frac{dQ}{dt} = n\frac{dq}{dt} \quad \cdots\cdots (3)$$

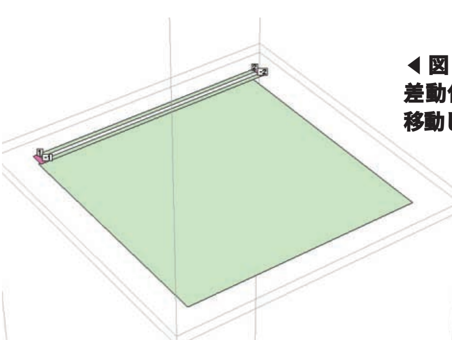
ここでqは微小ダイポールの電荷，nは微小部分の分割数を表します．つまり，**図17**の微小ダイポールが無数に



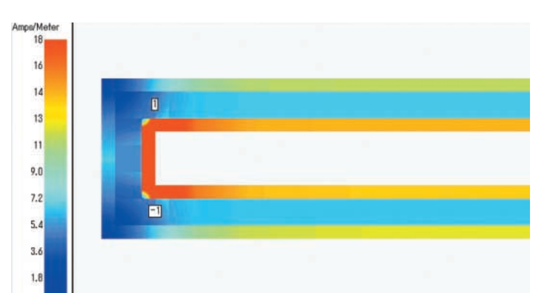
◀ **図11 マイクロストリップ線路構造の差動伝送路モデル**



▶ **図12 表面電流表示**
ポート1から右側へ同じ距離だけ移動した対向する2点では，電流の値が同じである．



◀ **図13 差動伝送路を基板の縁に移動したモデル**



▶ **図14 表面電流の差**
色の違いから，電流に差があることがわかる．

連なって，電流を生み出しているとするのです．

ところで空間で観測される電界Eは，この電流Iとの間に次の関係があります(図18)．

$$E \propto \frac{dI}{dt} \quad \cdots\cdots (4)$$

(∝は比例関係を表す)

式(4)によれば，例えば3m先にある観測点の電界強度は電流の変化に対する時間変化の割合に比例するので，周波数が高くなるほど(dtが小さいほど)電界が強く，電磁波を

表1　両線路に流れる電流とその差分

ポート1からの距離[mm]	10	20	30	40
上側線路の表面電流[A/m]	14.38	14.42	14.46	14.49
下側線路の表面電流[A/m]	13.92	13.97	14	14.03
差分　[A/m]	0.46	0.45	0.46	0.46

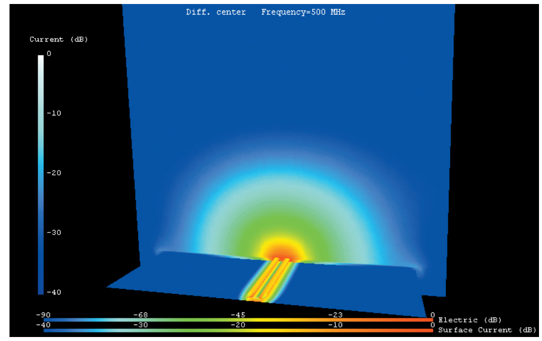


図15　マイクロストリップ線路構造の差動伝送路の電界強度

Micro-Stripesによるシミュレーション結果．500MHzにおける分布である．

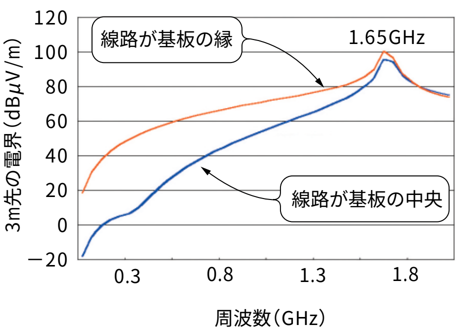


図16　3m先の電界

Sonnetで得た結果を再編集したもの．

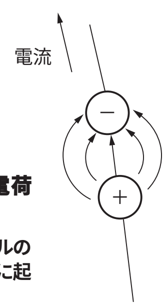


図17
微小ダイポールの電荷が励振されるようす

放射は，微小ダイポールの電荷が励振されることに起因する．

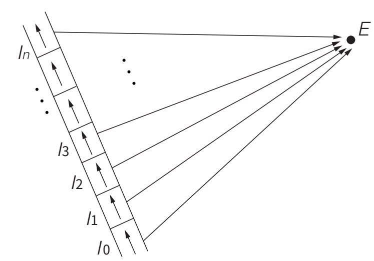


図18　空間で観測される電界Eと微小電流の連続

COLUMN　差動伝送線路と不要放射

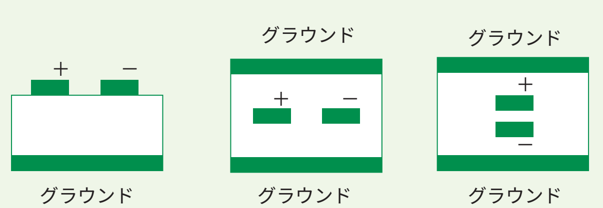
差動伝送線路の配線構造は，図B-1に示すような3種類が代表的です[(5)]．また，本文の図2(p.100)のように，両面基板で互いに逆相の信号ペアを配線した線路を，差動(ディファレンシャル)ペア線路あるいはスタック・ペア線路[(7)]と呼んでいます．

マイクロストリップ線路は，帰路を共通のグラウンドとする2本のシングルエンド信号線路と言えます．そしてグラウンド幅が十分であれば，往復の信号電流は振幅が等しくなります(向きは逆)．これをノーマル・モード電流と呼んでいます．往路の電流と復路の電流によってそれぞれ放射される電磁波は互いに打ち消し合うので，不要放射は小さくなります．ノーマル・モード電流はディファレンシャル・モード電流とも呼ばれていますが，差動(ディファレンシャル)線路系の電流と区別するときには，あえてノーマル・モード電流と呼んでいるようです．

一方，図B-1(a)のマイクロストリップ構造でグラウンド幅が狭かったり，線路の近傍に金属筐体や別のグラウンドなどがあれば，これらと電磁界結合が生じることによって信号電流以外の電流が発生します．これがコモン・モード電流です． 往路の電流と復路の電流による電磁界は十分打ち消されないため，不要放射は大きくなります．

また，コモン・モード電流は，高周波になるとグラウンドの縁に沿って強い電流分布を発生させることもあり，EMIをさらに大きくする要因にもなります．

図B-1(b)や図B-1(c)のような差動線路構造では，2枚のグラウンドの効果によってコモン・モード成分が発生しづらくなります．しかし，線間が接近すると相互の電磁結合が強くなります．線路の終端が不整合になれば，不平衡状態を作る要因にもなるでしょう．



(a) マイクロストリップ線路　(b) ストリップ線路　(c) デュアル・ストリップ線路

図B-1　差動伝送線路の代表的な配線構造

＋と－の記号は，互いに逆相の差動信号ペアであることを示す．

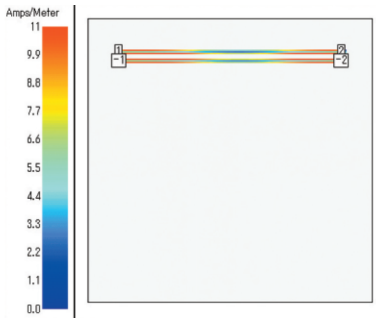


図19　線路の表面電流（1.65GHz）
中央に電流の弱い場所があり，1/2波長の波が認められる．

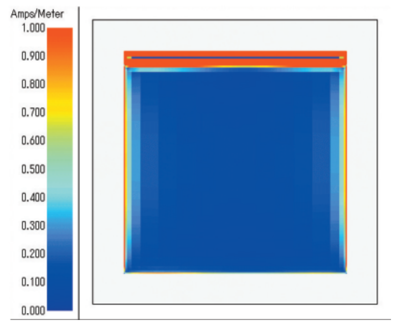


図20　グラウンドの表面電流分布（1.65 GHz）
縁に沿って強い電流が認められる．

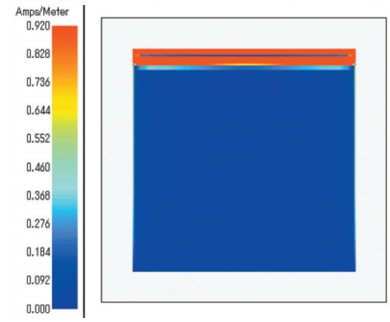


図21　グラウンドの表面電流分布（1.55 GHz）
1.55GHzでは縁部の電流は弱くなった．

放射しやすくなることがわかります．図16のグラフが右肩上がりになっているのはこのためだと考えられます（以上はsin波信号の場合で，台形パルス波の場合は単調増加ではなくなる）．

また電流Iは，図17に示すように一方向へ流れているので，これはコモン・モード成分です．ノーマル・モードでは，連続する微小ダイポールが互いに平行に配置されており，線間が小さいときは，電流が互いに反対方向に流れていることでキャンセルされ，電磁波は空間に放射されないようになります(3)．

線路はブリッジ終端100Ωです．これは線間の結合を考慮していない簡易終端です．例えば，終端を50Ωに変えると3m先の電界（ピーク値）は5dBほど大きくなりました．このことから，終端が不整合になるとコモン・モード成分が発生すると考えられます．

● 線路の周りの磁界

図16は1.65GHz付近にピークが現れています．図19に示す線路の表面電流を調べると，ちょうど中央に電流の弱い場所があり，1/2波長の波が認められます．線路長50mmから直接得られる共振周波数は3GHzです．ここで式（2）に示した波長短縮の効果を考慮する必要があります．

差動ペア線路は不要放射を抑えられるはずなのに，なぜ1.65GHzで強い放射が観測されたのでしょうか？

図20はグラウンドの表面電流分布ですが，縁に沿って強い電流が認められました．例えば100MHz低い1.55GHzでは，縁部の電流はかなり弱くなっています（図21）．このことから，波長がプリント基板の寸法に近づいてくれば，グラウンドの縁から放射が起こることも考慮しなければならないでしょう．

図22はMicro-Stripesで空間の磁界ベクトルを表示した例です．線路の周りには，「磁界の向きに右ネジを回転させると，ネジの進む向きが電流の向きになる」というアンペアの右ネジの法則による磁力線がイメージできます．

ここではグラウンドの縁部にも強い磁界が認められることに着目してください．磁界の向きは金属表面に平行ですが，磁力線密度が高い領域ほど金属表面の誘導電流が強くなります．これによってグラウンドの縁に沿った電流が発生すると考えられますが，その長さが1/2波長やその整数倍に相当する周波数で共振現象を引き起こし，不要放射のピークを示すでしょう．

● 電界のループ発生とEMI

図23はさらに高い周波数7.49GHzで，より広い空間の電界強度をカラー・スケール表示したものです．Sonnetと同様にMicro-Stripesで3m先の電界値を求め，10GHzまでの範囲内で最大値を示しました．

7.49GHzの電磁波の波長は40cmです．電界強度の弱い部分を表す青い縞は，1/2波長（20cm）おきに現れています．アニメーション機能で確認すると，プリント基板から空間に向かって移動していることがわかりました．

線路に発生した電界ベクトルは，図6で調べたようにグラウンドの表面に垂直に向きます．これらが線路近傍で完結していれば放射はなく，伝送線路として機能します．しかし，図20のように空間へ拡がってしまった電界ベクトルはもはや基板には戻らず，次々と押し出されます．そして，この状態が電磁波が放射されるメカニズムと理解できます(6)．

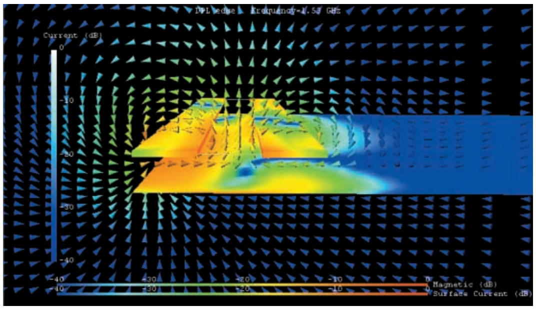


図22　空間の磁界ベクトル表示

Micro-Stripesによる結果．線路の周りには，「磁界の向きに右ネジを回転させると，ネジの進む向きが電流の向きになる」というアンペアの右ネジの法則による磁力線がイメージできる．

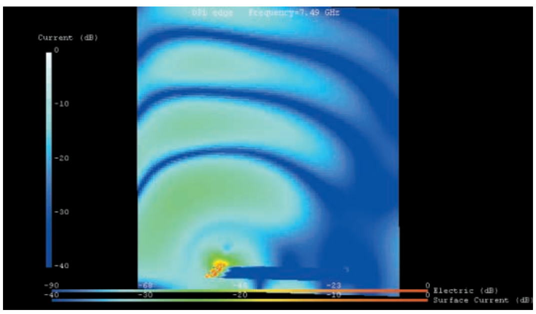


図23　広い空間の電界強度（7.49GHz）

電界強度の弱い部分を表す青い縞（しま）は，1/2波長（20cm）おきに現れている．アニメーション機能で確認すると，プリント基板から空間に向かって移動していることがわかる．

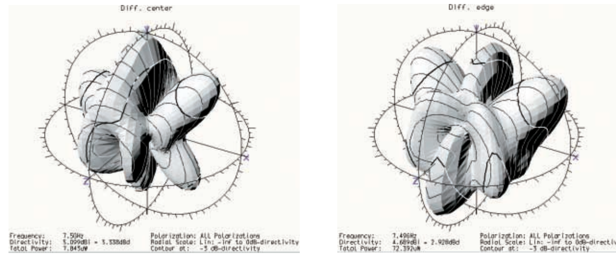
もちろん磁界も発生していますから，電界と磁界が空間を移動することによって，ポインティング電力が運ばれます．これがEMIの元凶になるわけです．

遠方界放射パターンを調べてみると，差動線路がプリント基板の中央にある場合，この機能を使って得た全放射電力（total power）は，図24（a）の左下に表示されているように7.8μWです．一方，プリント基板の縁に差動線路がある場合は，図24（b）に示すように72.4μWと，約10倍大きくなりました．

一般に，差動線路にはEMI（不要放射）が少ないという利点がありますが，コモン・モード成分が重畳したときには逆にEMIが増大する，いわば両刃の剣ともいえることがわかりました．

4 まとめ

電磁界シミュレータを使い，差動ペア線路がクロストークの低減に効果を発揮するわけを知ることができました．モデル基板は比較的小さく（50mm × 50mm），数百mmの



（a）基板の中央　（b）基板の縁

図24　遠方界放射パターン

長い線路については，紙幅のつごうで割愛しました（200 mm線路の研究成果は参考文献（7）を参照）．また，差動インターフェースのメリットを十分に引き出すためには，終端の整合も重要です．

配線の周りの電界や磁界を調べ，電磁波がどのように放射されるか理解できましたが，図らずもグラウンドの所業を吟味することになりました．グラウンドは「静か」という思い込みがありますが，時にはお行儀が悪くなります．差動インターフェースのメリットを十分理解したうえで，高周波ではグラウンドの電位が暴れないようにすることも重要です．

参考・引用*文献

（1）小暮裕明；シグナル・インテグリティと電磁界解析 ── クロストークの解析，Design Wave Magazine，2000年12月号，pp.111-116.

（2）小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶ高周波の世界，CQ出版社，2003年（第6版）.

（3）小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶワイヤレスの世界，CQ出版社，2003年（第2版）.

（4）小暮裕明；シグナル・インテグリティと電磁界解析（後編）──線路の導体損失/三つの周波数レンジ，Design Wave Magazine，2001年1月号，pp.135-141.

（5）須藤俊夫，工藤潤一，黄 躍芝，伊藤健志；差動伝送路とミアンダ線路の電気特性，エレクトロニクス実装学会誌，Vol.4，No.7，pp.562-567.

（6）小暮裕明；アンテナの近傍界・遠方界とEMI，Design Wave Magazine，2005年3月号，pp.88-96.

（7）大塚寛治，須賀唯知；スタックトペア線路，エレクトロニクス実装学会誌，Vol.4，No.7，pp.556-561.

こぐれ・ひろあき
小暮技術士事務所・技術士（情報工学部門）
http://www.kcejp.com/